

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

**CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT**



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 103 18 188.1

Anmeldetag: 22. April 2003

Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG, 81669 München/DE

Bezeichnung: Schaltungsanordnung und Verfahren zur Pegeldetektion

IPC: H 04 B 1/26

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 31. März 2004
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Beschreibung

Schaltungsanordnung und Verfahren zur Pegeldetektion

5 Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung und ein Verfahren zur Detektion eines freien Frequenzkanals mit einer ersten und einer zweiten Einrichtung zur Frequenzumsetzung mit jeweils einem Lokaloszillatoreingang und einem -ausgang, deren Lokaloszillatorsignale am Lokaloszillatoreingang jeweils die gleiche Frequenz sowie einen Phasenunterschied von
10 genau 90° aufweisen, mit einem komplexen Kanalfilter, der jeweils mit dem Ausgang der ersten und der zweiten frequenzumsetzenden Einrichtung verbunden sind und mit einem Mittel zur Detektion eines Signalpegels, das mit den Ausgängen des komplexen Kanalfilters verbunden ist.
15

Einige Mobilfunkstandards verwenden das TDMA-Verfahren (Time Division Multiple Access), um Daten zu übertragen. Dabei senden und empfangen die beiden Stationen jeweils abwechselnd.
20 Um die Ausfallsicherheit gegenüber Störern zu erhöhen, verwenden die Mobilfunkstandards zusätzlich ein sogenanntes FHSS-Verfahren (Frequency Hopping Spread Spectrum), bei dem sie nach jedem gesendeten oder empfangenen Paket die Frequenz wechseln. Ein Beispiel für einen solchen Mobilfunkstandard
25 ist Bluetooth, das eine Kanalbandbreite von 1 MHz besitzt und im benutzten freien Frequenzbereich von 2,4 bis 2,485 GHz insgesamt 79 Kanäle zur Verfügung hat. Die Zeit, in der gesendet oder empfangen wird, ein sogenannter Time Slot, ist mindestens $625 \mu\text{s}$ lang, wobei jedoch nur $405 \mu\text{s}$ lang Daten
30 gesendet oder empfangen werden. Die restliche Zeit kann verwendet werden, auf die neue Frequenz zu wechseln.

Da der Bluetooth-Standard im nicht lizenzierten 2,4 GHz ISM-Frequenzband betrieben wird, ist es notwendig, das erwähnte
35 FHSS-Verfahren zu benutzen, um durch den zufälligen Frequenzwechsel Störungen auf einem Kanal kompensieren zu können. Mit zunehmender Benutzung des freien ISM-Frequenzbereichs

werden die Störungen in einzelnen Kanälen jedoch häufiger, so daß die Wahrscheinlichkeit, nach einem Frequenzsprung einen bereits besetzten Kanal zu finden, rapide ansteigt. Ursache hierfür sind vor allem die neuen Mobilfunkstandards 802.11b und 802.11g. Deren verwendete Frequenzbandbreite von ca. 20 MHz kann zu einer Störung in mehreren von Bluetooth verwendeten Kanälen führen. Aus diesem Grund wurde als Weiterentwicklung ein sogenanntes adaptives Frequenz-Hopping (AFH) entwickelt, das Bluetooth-Geräten ermöglicht, die Anzahl der verwendeten Kanäle zu reduzieren bzw. die Anzahl der benutzbaren Kanäle selektiv zu nutzen.

Dazu wird jedoch eine Aussage über die Qualität jedes einzelnen der 79 Kanäle benötigt, um danach eine Auswahl der benutzbaren Kanäle treffen zu können. Die Aussage über die Qualität erfolgt mit Hilfe einer RSSI-Messung (Receive Signal Strength Indicator), welche die Signalstärke im gemessenen Frequenzkanal zu dem Zeitpunkt der Messung angibt. Für die Durchführung einer solchen Messung existieren mehrere Möglichkeiten.

Ein Konzept sieht vor, anstelle einer normalen Datenübertragung RSSI-Messungen in den nicht verwendeten Kanälen während der Time Slots durchzuführen. Während einer solchen Messung ist es notwendig, daß in den gemessenen Kanälen während der Messung keine Nutzdaten gesendet werden. Durch ein solches Verfahren wird jedoch die verfügbare Datenrate deutlich reduziert und gleichzeitig der Leistungsverbrauch erhöht, da der Oszillator und die Phasenregelschleife immer auf einen neuen Kanal einschwingen müssen.

Ein alternatives Konzept ist es, die erwähnten 220 μ s am Ende eines jeden Time Slots zu verwenden. Während dieser Zeit werden keine Nutzdaten übertragen, so daß eine RSSI-Messung in einem anderen Kanal ohne Berücksichtigung eines eventuellen Nutzdatenstroms durchgeführt werden kann. Jedoch ist hierbei die vorhandene Zeit für das Einschwingen der Phasenregel-

schleife auf einen neuen Kanal, die RSSI-Messung und das erneute Einschwingen auf einen weiteren Kanal zum Senden oder Empfangen von Nutzdaten sehr knapp bemessen. Dies führt zu einer deutlich erhöhten Leistungsaufnahme sowie einer aufwendigeren und damit teureren Phasenregelschleife.

Es ist daher Aufgabe der Erfindung, eine einfache Schaltungsanordnung sowie ein Verfahren für eine Qualitätsmessung in einem Frequenzkanal vorzusehen.

10

Diese Aufgabe wird durch die Merkmale der nebengeordneten Patentansprüche gelöst. Dabei ist eine Schaltungsanordnung vorgesehen, die eine erste und eine zweite Einrichtung zur Frequenzumsetzung aufweist, die jeweils einen Eingang, einen Lokaloszillatoreingang und einen Ausgang aufweisen. Am Lokaloszillatoreingang sind Lokaloszillatorsignale angelegt, wobei die Lokaloszillatorsignale am jeweiligen Lokaloszillatoreingang die gleiche Frequenz sowie einen Phasenunterschied von genau 90° aufweisen.

20

Des weiteren weist die Schaltungsanordnung eine komplexe Kanalfilteranordnung mit einem Polyphasenfilter auf, wobei der Ausgang der einen frequenzumsetzenden Einrichtung mit einem ersten Eingang des Polyphasenfilter und der Ausgang der anderen frequenzumsetzenden Einrichtung mit einem zweiten Eingang des Polyphasenfilters verbunden ist. Ferner weist die Anordnung ein Mittel zur Detektion eines Signalpegels auf, welches mit den Ausgängen des komplexen Kanalfilters verbunden ist.

30

Schließlich weist die Schaltungsanordnung ein Mittel auf, mit dem die Phasenlage eines Signals an zumindest einem Ausgang der frequenzumsetzenden Einrichtung veränderbar ist. Dadurch läßt sich die Frequenz- und Phasenselektivität der komplexen Kanalfiltereinrichtung zur Detektion eines freien Frequenzkanals nutzen.

35

Es ist zweckmäßig, wenn durch das Mittel die Phasenlage um ein Vielfaches von 90° in positive oder negativer Richtung veränderbar ist.

- 5 Eine vorteilhafte Weiterbildung der Erfindung besteht darin, das Mittel als Schaltmittel auszubilden, durch das beide Eingänge des Polyphasenfilter auf die jeweils anderen Ausgänge der frequenzumsetzenden Einrichtungen schaltbar sind. Dadurch werden die beiden von den frequenzumsetzenden Einrichtungen
10 kommende Signale vertauscht, was einer Drehung von $+90^\circ$ bzw. -90° der beiden Signale entspricht.

- In einer alternativen Weiterbildung der Erfindung ist das Mittel als ein Schaltmittel ausgebildet, durch das das je-
15 weils andere Lokaloszillatorsignal auf den Lokaloszillatoreingang einer Einrichtung zur Frequenzumsetzung schaltbar ist.

- Wieder eine andere Ausgestaltung der Erfindung ist durch ein
20 Schaltmittel gekennzeichnet, bei dem das Lokaloszillatorsignal der imaginären Komponente durch ein Schaltmittel invertierbar ist. Dadurch wird die imaginäre Komponente um 180° gedreht.

- 25 Die beiden Teilsignale an den Ausgängen der frequenzumsetzenden Einrichtung weisen einen Phasenunterschied von 90° auf. Durch eine Vertauschung der beiden frequenzumgesetzten komplexen Komponenten des Empfangssignals oder die Invertierung einer Komponente wird die Phasenlage zumindest eines Teilsignals geändert. Durch die nachfolgende komplexe Kanalfilterung sowie der Messung der Signalstärke der Signalfade wird
30 eine RSSI-Messung in einem benachbarten Frequenzkanal durchgeführt.

- 35 Dies erfolgt ohne die Phasenregelschleife oder den Oszillator auf eine neue Frequenz einschwingen lassen zu müssen. Eine

höhere Komplexität sowie ein Kostenanstieg durch hochwertige Komponenten wird somit vermieden.

Wird das Nutzsignal in einem Frequenzkanal k auf eine Zwischenfrequenz umgesetzt, wobei die Zwischenfrequenz das n -fache der Kanalbandbreite beträgt, so ist eine Weiterbildung des erfindungsgemäßen Verfahrens durch eine Einstellung auf die Mittenfrequenz im Kanal k gekennzeichnet. Anschließend werden beide Signalpfade vertauscht und es erfolgt die RSSI-Messung im $k \pm n$ -ten Frequenzkanal, vorteilhaft nach einem Ende einer Nutzsignalübertragung im Frequenzkanal k .

Mit dem erfindungsgemäßen Verfahren wird dadurch auf einfache Weise die Signalstärke eines um die Zwischenfrequenz verschobenen Kanals bestimmt, ohne den Oszillator und die Phasenregelschleife neu einschwingen zu lassen. Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen sind Gegenstand der Unteransprüche.

Im Folgenden wird die Erfindung anhand von Ausführungsbeispielen unter Bezugnahme auf die Figur im Detail erläutert. Es zeigen:

Figur 1 ein erstes Ausführungsbeispiel der Erfindung,

Figur 2 ein zweites Ausführungsbeispiel der Erfindung,

Figur 3 ein Frequenzspektrum zur näheren Erläuterung,

Figur 4 den zeitlichen Verlauf einer RSSI-Messung während eines Time Slots,

Figur 5 ein Blockschaltbild eines bekannten Mobilfunkempfängers.

Das erste Ausführungsbeispiel in Figur 1 zeigt einen Eingangsverstärker LNA, in dem das Empfangssignal verstärkt wird und dann den beiden Mischern M zugeführt wird. Die Mischer

sind symmetrisch aufgebaut und weisen jeweils einen Lokaloszillatoreingang 1 auf, an dem ein Lokaloszillatorsignal anliegt. Diese besitzen die gleiche Frequenz, jedoch einen Phasenunterschied von 90° . Die beiden Signale werden von einem
5 Lokaloszillator LO bereitgestellt.

Die Ausgänge der Mischer M stellen den I und den Q-Pfad dar und werden auch als Real- bzw. Imaginärpfad bezeichnet. Sie führen zu dem Schaltmittel S, das zwei Schalter S1 und S2
10 aufweist. Die beiden Lokaloszillatorausgänge sind dabei jeweils mit einem Eingang der Schaltmittel S1 und S2 verbunden. Die Schaltmittel S1 und S2 sind so geschaltet, daß an ihren Ausgängen immer die beiden von den Mischern kommenden Signale anliegen. Mit anderen Worten am Ausgang des Schaltmittel S
15 sind immer die verschiedenen komplexen Teilsignale abgreifbar, niemals jedoch die gleichen.

Die Ausgänge des Schaltmittels S führen zu einem komplexen Kanalfilter PF, das zwei Anordnungen PF1 und PF2 aufweist.
20 Diese sind Teil eines komplexen Polyphasenfilters. Die Ausgänge des komplexen Kanalfilters PF sind mit einer Detektionseinrichtung D verbunden, die den Signalpegel der Ausgänge mißt und ein Signal zur Qualitätsaussage des gemessenen Frequenzkanals abgibt.

25 Die Ausgänge des komplexen Kanalfilters PF führen weiterhin zu einer hier nicht gezeigten Demodulationseinrichtung.

Ein empfangenes Signal wird von dem Empfangsverstärker LNA
30 verstärkt und gelangt dann an die beiden Mischer M, die das Empfangssignal in seine komplexen Bestandteile auf einer Zwischenfrequenz IF zerlegen. Dieser Vorgang wird als IQ-Demodulation bezeichnet und läßt sich mathematisch durch einen reellen und einen imaginären Anteil bei der Zwischenfrequenz IF beschreiben: $e^{j\omega_{IF}t} = \cos(\omega_{IF}t) + j\sin(\omega_{IF}t)$. Die
35 beiden komplexen Anteile entstehen bei der Frequenzumsetzung durch die beiden Lokaloszillatorsignale, die den Phasenver-

satz von 90° aufweisen. Der um 90° verschobene Anteil erzeugt dabei nach der Umsetzung die imaginäre Komponente des Eingangssignals.

- 5 Die komplexe Frequenzumsetzung auf die Zwischenfrequenz IF ist beispielhaft in Figur 3 gezeigt. Das Empfangssignal weist eine Mittenfrequenz f_{RF1} auf und ist von einem benachbarten Kanal mit der Mittenfrequenz f_{RF2} um den Beitrag $2 \cdot (f_{LO} - f_{RF1})$ verschoben, gleichbedeutend mit $2 \cdot f_{IF}$. Im weiteren Verlauf wird der Begriff der Mittenfrequenz mit dem Begriff des Frequenzkanals gleichgesetzt.

- 15 Die Umsetzung des Frequenzkanals f_{RF1} auf die Zwischenfrequenz f_{Z1} erfolgt über das Lokaloszillatorsignal mit der Frequenz f_{LO} gemäß der Umsetzung: $f_{Z1} = f_{RF1} - f_{LO}$. Gleichzeitig wird der Nachbarkanal f_{RF2} mit dem Oszillatorsignal f_{LO} auf die negative Zwischenfrequenz f_{Z2} umgesetzt.

- 20 Durch das komplexe Kanalfilter PF wird die Zwischenfrequenz FZ2 unterdrückt, so daß ein Signal im Nachbarkanal f_{RF2} die weitere Demodulation nicht behindert. Im Gegensatz zu einem reellen Kanalfilter kann ein komplexes Polyphasenfilter selektiv filtern, d. h. die positive oder negative Frequenz unterdrücken. Es ist somit frequenz- oder auch phasenselektiv.

- 25 Werden nun der Realteil und der Imaginärteil am Eingang des Polyphasenfilters vertauscht, so läßt sich dies mathematisch beschreiben durch: $j e^{-j\omega_{IF}t} = j(\cos(\omega_{IF}t) - j\sin(\omega_{IF}t))$. Dieser Vorgang ist gleichbedeutend mit einer Drehung von 90° in positiver Richtung für den Realteil am einen Eingang und 90° in negativer Richtung für den Imaginärteil am anderen Eingang.

- 35 Dadurch vertauschen sich im Frequenzspektrum der Figur 3 die frequenzumgesetzten Kanäle f_{Z1} und f_{Z2} . Somit unterdrückt das komplexe Kanalfilter nun das frequenzumgesetzte Signal f_{Z1} des ursprünglichen Eingangskanals f_{RF1} . Das vorher unterdrückte umgesetzte Signal f_{Z2} des Nachbarkanals f_{RF2} gelangt

ungefiltert an den Ausgang des komplexen Kanalfilters und wird dort gemessen. Durch das Vertauschen des reellen und imaginären Anteils kann somit eine RSSI-Messung in einem Nachbarkanal durchgeführt werden.

5

Den zeitlichen Ablauf einer solchen Messung erläutert Figur 4. Bis zum Zeitpunkt T1 liegt ein Empfangssignal TR an der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung an, das aus den Empfangsdaten RX besteht. Zum Zeitpunkt T1, wenn der Nutzdatenstrom beendet ist, erfolgt eine Bereichsumschaltung BS in den Nachbarkanal. Zwischen den Zeitpunkten T1 und T2 wird die RSSI-Messung vorgenommen.

10

Ab dem Zeitpunkt T2 wird das Empfangsmodul RT abgeschaltet, damit die Phasenregelschleife und der Oszillator auf eine neue Frequenz einschwngen können. Die Messung der Signalstärke in einem Nachbarkanal kann sowohl in einem zeitlichen Empfangs- wie auch einem zeitlichen Sendeslot erfolgen. Der benachbarte Empfangsbereich, in dem die Messung durchgeführt wird, ist vom eigentlichen Nutzdatenkanal, in dem vorher Daten gesendet oder empfangen wurden um den Betrag $2 \cdot$ die Zwischenfrequenz f_{IF} entfernt.

15

20

25

30

Beträgt daher die Zwischenfrequenz das n-fache der Kanalbandbreite, so erfolgt mit diesem Verfahren eine RSSI-Messung immer in einem weiteren Frequenzkanal. Da im Mobilfunkstandard Bluetooth die Kanalbandbreite 1 MHz beträgt, ist es hierbei sinnvoll, als Zwischenfrequenz f_{IF} , auf die das Empfangssignal umgesetzt wird, ebenfalls 1 MHz zu verwenden, so daß das Spiegelband abhängig von der LO-Frequenz entweder zwei Kanäle höher oder niedriger liegt.

35

Der Signaldetektor D ist als Pegeldetektor ausgelegt, der die Signalstärke des gemessenen Frequenzkanals mit einem Referenzwert vergleicht und daraufhin eine Aussage über die Qualität des Kanals liefert. Der Vergleich mit einem Referenzwert kann auch in einer späteren Phase erfolgen, so daß die

Detektionseinrichtung den gemessenen Wert in einer Tabelle abspeichert.

Somit können die Kanäle abgespeichert und eine Qualitätskarte
5 erstellt werden, anhand derer der adaptive Frequenz-Hopping-
Algorithmus die benutzbaren Kanäle verwendet. Zudem kann nach
jeder Datenübertragung eine RSSI-Messung durchgeführt werden,
ohne daß die Kommunikation zwischen Sender und Empfänger für
eine Messung der Kanalgröße unterbrochen werden muß. Dadurch
10 lassen sich einzelne Kanäle kontinuierlich bewerten, so daß
die „Qualitätskarte“ laufend aktualisiert wird. Insbesondere
lassen sich zeitlich nicht kontinuierliche Störer, wie
802.11b Sender erfassen. Kanäle, die zu einem Zeitpunkt als
belegt oder schlecht eingestuft wurden, sind ohne Unterbre-
15 chung einer laufenden Datenkommunikation erneut messbar. In
Kombination mit der Auswertung des vor dem Zeitpunkt der
RSSI-Messung eingestellten Kanals sind sehr effiziente adap-
tive Frequenzsprungalgorithmen realisierbar.

20 Es gibt verschiedene Möglichkeiten, wie eine Vertauschung der
beiden Signalfade erreicht werden kann, die dann den Eingän-
gen des Anordnungen PF1 und PF2 des Polyphasenfilter zuge-
führt werden, um die RSSI-Messung vorzunehmen.

25 Eine alternative Ausgestaltungsform der Erfindung zeigt Figur
2. Dort werden nicht die Komponenten des frequenzumgesetzten
Nutzsignals vertauscht, sondern die Lokalszillatoreingänge.
Gleiche Bauelemente bedeuten dabei gleiche Bezugszeichen, wo-
bei auf eine erneute Erläuterung verzichtet wird. Die Loka-
30 loszillatoreingänge 1 der Mischer M führen hierbei zu einem
Schaltmittel S, welches die beiden Schalter S1 und S2 aufwei-
sen. Das Schaltmittel S vertauscht das reelle bzw. komplexe
Lokalszillatorsignal, so daß nach einer Frequenzumsetzung an
den Eingängen des komplexen Kanalfilters PF ebenfalls ver-
35 tauschte Zwischenfrequenzsignale anliegen.

Mathematisch ist eine solche Vertauschung gleichbedeutend wie die der Figur 1. Auch hier wird eine Aussage über die Qualität eines Kanals mittels der Signaldetektionseinrichtung D getroffen.

5

Eine weitere Alternative der Erfindung ist die Vorsehung eines Schaltmittels, das die imaginäre Komponente I des Lokaloszillatorsignals invertiert, d. h. um 180° dreht. Die imaginäre Komponente ist im allgemeinen die um 90° gedrehte Komponente. Eine Invertierung der imaginären Komponenten führt zu einer Vertauschung des Vorzeichens der Sinus-Funktion der mathematischen Beschreibung des Signals. Dies zeigt sich im Frequenzspektrum ebenfalls in der Vertauschung der beiden Zwischenfrequenzen und ermöglicht somit in einer solchen
10
15
Schaltung die Messung des Spiegelfrequenzkanals.

Die erfindungsgemäße Anordnung läßt sich somit in einfacher Weise in einem bekannten Mobilfunkempfänger mit sogenannter „Low-IF“ Architektur realisieren, wie er beispielhaft in Figur 5 gezeigt ist. Auch dieser besitzt neben einem Empfangsverstärker LNA zwei Mischer M, das komplexe Kanalfilter PF sowie die Detektionseinrichtung D. Zusätzlich weist die bekannte Anordnung auch weitere Filter F und Verstärker A auf, die zur Verbesserung der Signalqualität der umgesetzten komplexen Teilsignale verwendet werden. Die Vorrichtungen L und
20
25
ADC übernehmen die weitere Datenverarbeitung.

Es ist zu betonen, daß die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung und das Verfahren nicht auf den Bluetooth-Standard beschränkt ist, sondern prinzipiell für jeden TDMA- bzw. TDD-Standard zu gebrauchen ist. Die erfindungsgemäße Schaltung der Figur 1 bzw. Figur 2 läßt sich zudem mit Elementen des bekannten Mobilfunkempfängers der Figur 5, beispielsweise mit den Blocking-Filtern F oder den Analog-Digital-Konvertern
30
35
ADC, erweitern, um beispielsweise amplitudenbehaftete Modulationsverfahren wie QPSK oder QAM nutzen zu können.

Kerngedanke der Erfindung ist es somit, eine Vertauschung der reellen bzw. imaginären Signalpfade vor dem komplexen Kanalfilter vorzusehen, um bei geeigneter Wahl der Zwischenfrequenz eine Signalstärke eines nicht benutzten Kanals messen zu können. Das Verfahren oder die Anordnung, durch die eine Vertauschung der komplexen Komponenten stattfindet, ist im Gedanken der Erfindung vorweggenommen.

5

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Detektion eines freien Frequenzkanals

5 - mit einer ersten und einer zweiten Einrichtung zur Frequenzumsetzung (M) mit jeweils einem Eingang und Ausgang, mit jeweils einem Lokaloszillatoreingang (1), an dem ein Lokaloszillatorsignal angelegt ist, wobei die angelegten Lokaloszillatorsignale jeweils die gleiche Frequenz sowie einen Phasen-
10 unterschied von genau 90° aufweisen;

- mit einer komplexen Kanalfilteranordnung (PF), das einen Polyphasenfilter aufweist, wobei ein erster Eingang des Polyphasenfilters mit dem Ausgang der einen und ein zweiter Eingang des Polyphasenfilters mit dem Ausgang der anderen frequenzumsetzenden Einrichtung (M) verbunden ist und
15

- mit einem Mittel (D) zur Detektion eines Signalpegels, das mit den Ausgängen des komplexen Kanalfilters (PF) verbunden ist,

g e k e n n z e i c h n e t , d u r c h

20 ein Mittel, durch das die Phasenlage eines Signals an zumindest einem Ausgang der frequenzumsetzenden Einrichtung veränderbar ist.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1,

25 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , d a ß durch das Mittel die Phasenlage um ein Vielfaches von 90° in positive oder negativer Richtung veränderbar ist.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1,

30 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , d a ß das Mittel als ein Schaltmittel (S) ausgebildet ist, mit dem beide Eingänge des Polyphasenfilter auf die jeweils anderen Ausgänge der frequenzumsetzenden Einrichtungen (M) schaltbar sind.

35

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , d a ß

das Mittel als ein Schaltmittel (S) ausgebildet ist, mit dem das jeweils andere Lokaloszillatorsignal auf den Lokaloszillatoreingang (1) einer Einrichtung zur Frequenzumsetzung (M) schaltbar ist.

5

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet, daß
das Mittel als ein Schaltmittel (S) ausgebildet ist, mit dem
das einer frequenzumsetzenden Einrichtung zugeführte Lokaloszillatorsignal, das die imaginäre Komponente darstellt invertierbar ist.

10

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet, daß
das Mittel (D) zur Detektion der Signalstärke als ein Pegeldetektor ausgebildet ist, der den Signalpegel mit einem Referenzwert vergleicht.

15

6. Verfahren zur Detektion eines freien Frequenzbereichs in
einer Anordnung mit einer komplexen Zwischenfrequenzumsetzung, die zwei mit einer Phasenverschiebung von 90° versehene Signalpfade aufweist,

20

gekennzeichnet durch

- eine Vertauschung der beiden Signalpfade vor einer komplexen Kanalfilterung des komplexen Zwischenfrequenzsignals und
- eine Messung der Signalstärke der vertauschten Signalpfade nach der komplexen Kanalfilterung.

25

7. Verfahren nach Anspruch 6 zur Detektion eines freien Frequenzkanals k' mit einer Bandbreite b in einer Mehrzahl von Kanälen gleicher Bandbreite, durch komplexen Umsetzung eines Eingangssignals auf eine Zwischenfrequenz, wobei die Zwischenfrequenz das n -fache ($n=1,2,3,\dots$) der Kanalbandbreite b beträgt,

30

gekennzeichnet durch

35

- ein Einstellen des Eingangssignals auf die Mittenfrequenz eines Frequenzkanals k vor der Vertauschung der Signalpfade und

5 - einen Vergleich der gemessenen Signalstärke des nunmehr $k \pm n$ -ten Frequenzkanals mit einem Referenzwert.

8. Verfahren nach Anspruch 6 oder 7,

10 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , d a ß das Verfahren nach einem zeitlichen Ende einer Nutzsignalübertragung erfolgt.

9. Verfahren nach Anspruch 8,

15 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , d a ß die Meßergebnisse abgespeichert werden, und so eine Qualitätskarte erstellt wird, die nach jeder Übertragung durch erneute Messung aktualisiert wird.

Zusammenfassung

Schaltungsanordnung und Verfahren zur Pegeldetektion

5 Schaltungsanordnung zur Detektion eines freien Frequenzkanals
mit einer ersten und einer zweiten Einrichtung zur Frequen-
zumsetzung (M) mit jeweils einem Eingang, mit jeweils einem
Lokalszillatoreingang (1), an dem ein Lokalszillatorsignal
angelegt ist, wobei die Lokalszillatorsignale der beiden
10 Einrichtungen (M) jeweils die gleiche Frequenz sowie einen
Phasenunterschied von genau 90° aufweisen. Die Anordnung
weist eine komplexe Kanalfilteranordnung (PF) auf, der einen
Polyphasenfilter aufweist, wobei ein erster Eingang des Poly-
phasenfilter mit dem Ausgang der ersten und ein zweiter Ein-
15 gang des Polyphasenfilter mit dem Ausgang der zweiten fre-
quenzumsetzenden Einrichtung (M) verbunden ist. Ein Mittel
(D) ist zur Detektion eines Signalpegels mit den Ausgängen
des komplexen Kanalfilters (PF) verbunden, wobei die Anord-
nung ein weiteres Mittel aufweist, durch das die Phasenlage
20 zumindest eines Signals am Ausgang der frequenzumsetzenden
Einrichtung veränderbar ist.

Figur 1

Bezugszeichenliste

	(LNA):	Empfangsverstärker
	(LO):	Lokalszillator
5	(M):	frequenzumsetzende Einrichtung
	(F):	Blockfilter
	(A):	Verstärker
	(PF):	komplexes Kanalfilter
	(PF1,PF2):	Polyphasenfilter
10	(L):	Begrenzer
	(D):	Detektionseinrichtung
	(S):	Schaltmittel
	(S1,S2):	Schalter
	(f _{LO}):	Lokalszillatorfrequenz
15	(f _{RF1} , f _{RF2}):	Empfangsfrequenz
	(f _{Zf1} , f _{Zf2}):	Zwischenfrequenz
	(TR):	Empfangssignal
	(Rx):	Empfangsdaten
	(BS):	Bereichsumschaltung
20	(MS):	Messung
	(RT):	Gesamtdauer
	(T _{RSSI}):	Meßzeit

Figure 4

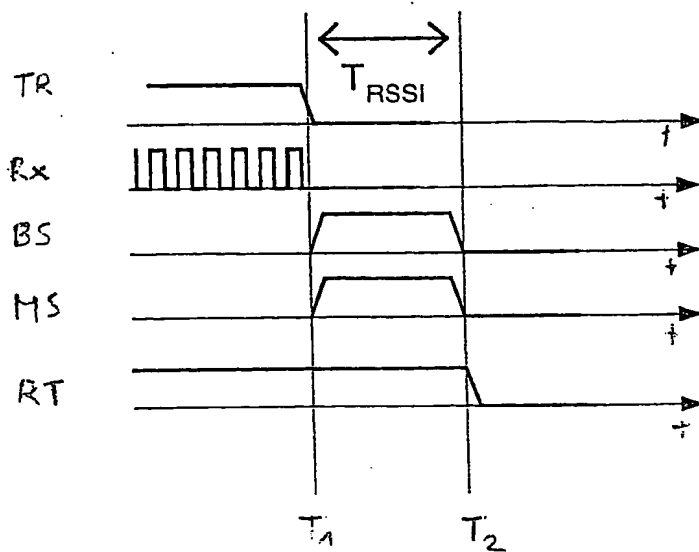


Figure 5

